

# REGULADORES DE CORRIENTE ALTERNA

Hernán E. Tacca

Laboratorio de Control de Accionamientos, Tracción y Potencia (LABCATYP)

Departamento de Electrónica – Facultad de Ingeniería (U.B.A.)

## PRIMERA PARTE

### Antecedentes históricos

Antes de la aparición de dispositivos electrónicos había tres formas principales de variar en forma estática la tensión de corriente alterna aplicada a una carga: transformadores de relación variable (variacs), reguladores de inducción y amplificadores magnéticos. De estos equipos, sólo los últimos carecen por completo de partes móviles.

Todos los dispositivos mencionados tienen núcleos de hierro en sus partes constitutivas esenciales, lo que los hace voluminosos y pesados.

En la fig. 1 se muestra el principio de funcionamiento de un amplificador magnético. Cuando la corriente en el bobinado de control ( $n_c$ ) es muy pequeña o nula, la inductancia es máxima y la potencia activa en la carga resulta mínima. Por el contrario, cuando la corriente que pasa por el bobinado de control es máxima, el núcleo se satura y la inductancia efectiva se vuelve mínima, con lo cual la potencia en la carga resulta máxima.

Aunque los amplificadores magnéticos empleaban frecuentemente configuraciones más complejas [1][2], todos compartían básicamente las mismas desventajas: Eran pesados y voluminosos. El núcleo de hierro trabajaba en la zona de saturación, con lo cual había calentamiento y un zumbido audible muy molesto que requería un difícil aislamiento acústico pues el aislamiento no debía impedir la disipación del calor. Además, la potencia en la carga no podía llevarse gradualmente hasta cero.

Respecto de los transformadores de relación variable, los amplificadores magnéticos tenían la ventaja de no poseer partes mecánicas móviles pero la gran desventaja de introducir potencia reactiva, tanto mayor cuanto menor fuese la potencia deseada a la salida.

En un amplificador magnético la potencia activa en la carga es  $P = I^2 R$  y la potencia aparente es  $S = V I$  siendo  $V$  el valor eficaz de la tensión de la red,  $I$  el valor eficaz de la corriente dado por  $I = V/\|Z\|$  donde  $\|Z\| = \sqrt{R^2 + (\omega L)^2}$ ,  $R$  es la resistencia de carga y  $L$  la inductancia variable. Con estas ecuaciones el factor de potencia resulta:  $FP = P/S = R/\|Z\|$  (1).

Por otra parte, la máxima potencia disponible a la salida (con el inductor totalmente saturado) es:  $P_{\max} = V^2/R$ . Por lo tanto, la potencia de salida normalizada según la potencia máxima disponible es

$$\frac{P}{P_{\max}} = \frac{I^2 R}{V^2/R} \text{ y sustituyendo } I = V/\|Z\| \text{ resulta: } \frac{P}{P_{\max}} = \left( \frac{R}{\|Z\|} \right)^2 \quad (2). \text{ Reemplazando la ec. 2 en la 1 se}$$

obtiene:  $FP = \sqrt{P/P_{\max}}$  (3) ecuación que ilustra claramente las desventajas del amplificador

magnético. Por ejemplo, para obtener a la salida el 10 % de la potencia máxima es preciso aceptar que el factor de potencia sea menor que 32 %.

Un transformador de relación variable no tiene estos inconvenientes y no introduce distorsión en la forma de onda de salida (motivo por el cual continúan siendo utilizados para aplicaciones de laboratorio).

## Tiristores y triacs

Inmediatamente posterior al transistor de silicio surgió como dispositivo práctico el tiristor que rápidamente sustituyó a dispositivos de descarga gaseosa en la mayoría de las aplicaciones electrónicas de potencia para la industria [3].

La fig. 2 muestra la estructura interna de un tiristor (a) y su circuito equivalente simplificado (b). Si el tiristor se conecta como se muestra en la fig. 3, una corriente inyectada por el terminal G iniciará un fenómeno de puesta en conducción positivamente realimentado: Al conducir, el transistor npn hace circular corriente de base por el pnp y éste inyecta más corriente de base en el npn. Así una vez iniciada la conducción serán llevados a conducción plena. Si se suprime la corriente inyectada por G los transistores seguirán de todos modos conduciendo. En consecuencia, el tiristor puede ponerse en conducción mediante el terminal G pero no puede bloquearse mediante ese terminal que se denomina compuerta (de allí que la puesta en conducción se denomine “disparo”).

La forma habitual de bloquear un tiristor es aprovechar la extinción natural de la corriente propia de los circuitos de corriente alterna, como se muestra en la fig. 4. Durante el semiciclo positivo de la tensión de red se puede disparar el tiristor Th(+) el cual conducirá hasta que la corriente pase por cero y allí se bloqueará. Luego, durante el semiciclo negativo podrá hacerse lo mismo con Th(-).

En vez de utilizar dos tiristores conectados en antiparalelo puede emplearse un dispositivo que se comporta en forma similar: el triac.

El triac tiene un único terminal de compuerta capaz de disparar la conducción de la corriente principal cuando se inyecta corriente de disparo de cualquier sentido. Sin embargo, el dispositivo es menos sensible si se intenta disparar una corriente principal negativa con un impulso de compuerta positivo (operación en el cuarto cuadrante) por lo que se aconseja evitar este modo de operación [3].

## Regulador monofásico por control de fase

En la fig. 4.a se presenta el circuito y en la 4.b se muestran las formas de onda propias de la operación con carga resistiva [3]. Nótese que la componente fundamental de la corriente atrasa respecto de la tensión de entrada por lo que aparece potencia reactiva inductiva pese a que la carga es puramente resistiva.

$$\text{La potencia activa es: } P = V I_1 \cos \varphi_1 \quad (4)$$

donde  $I_1$  es el valor eficaz de la componente fundamental de la corriente y  $\varphi_1$  el ángulo en que ésta atrasa respecto de la tensión de red.

$$\text{Por su parte, la potencia aparente tomada de la red es: } S = VI \quad (5)$$

donde  $I$  es el valor eficaz de la corriente total tomada de la red.

Para evaluar el grado de distorsión de la corriente se define la tasa de distorsión por componentes armónicas (“*Total Harmonic Distortion*”) como:  $THD = I_h / I_1$  donde  $I_h$  es el valor eficaz de las componentes armónicas de la corriente.

De acuerdo con la identidad de Parseval es  $I^2 = I_h^2 + I_1^2$ , de donde se despeja  $I_h$  que sustituido en la definición anterior da:  $THD = \sqrt{(I/I_1)^2 - 1}$  (6).

$$\text{Con las expresiones 4 y 5 puede obtenerse el factor de potencia: } FP = \frac{P}{S} = \frac{I_1}{I} \cos \varphi_1$$

$$\text{y sustituyendo } I/I_1 \text{ de la ec. 6 resulta: } FP = \frac{\cos \varphi_1}{1 + THD^2} \quad (7).$$

La ec. 7 muestra que el factor de potencia es degradado tanto por la distorsión de la forma de onda de la corriente como por el desplazamiento de fase de la corriente respecto de la tensión. Esto último contribuye a la potencia aparente como potencia reactiva mientras que el aporte de la distorsión se denomina potencia de

deformación o de distorsión ( $D$ ). La expresión de la potencia aparente resulta:  $S^2 = P^2 + Q^2 + D^2$

(8), donde  $P = V I_1 \cos \varphi_1$ ,  $Q = V I_1 \sin \varphi_1$  y en consecuencia  $D$  puede despejarse como:

$$D = \sqrt{S^2 - P^2 - Q^2} \quad (9).$$

El factor de potencia puede calcularse con un procedimiento similar al empleado para los amplificadores magnéticos. La potencia máxima disponible se obtendrá para conducción a plena onda, o sea con un ángulo de disparo de cero grados. Así las formas de onda sobre la carga son senoidales y resulta:

$$P_{\max} = V^2/R.$$

En el caso general, la potencia de salida es menor que la máxima y corresponde a un ángulo de disparo comprendido entre cero y 180 grados, que produce una tensión eficaz de salida  $V_O$  (menor que  $V$ ). En

función de la tensión de salida es:  $P = V_O^2/R$  (10).

Por lo tanto:  $P/P_{\max} = (V_O/V)^2$  (11) y la corriente eficaz es  $I = V_O/R$  (12).

Por su parte, utilizando las ecs. 10 y 12 junto con la definición de potencia aparente, el factor de potencia resulta:  $FP = \frac{P}{S} = \frac{V_O}{V}$  (13). Despejando  $V_O/V$  de la ec. 11 y reemplazando en la 13 se obtiene:

$$FP = \sqrt{P/P_{\max}} \quad (14),$$

expresión idéntica a la 3 válida para los amplificadores magnéticos. Por lo tanto, desde el punto de vista del factor de potencia no se ha ganado nada.

Las ventajas logradas respecto de la vieja tecnología se basan en la eliminación del núcleo de hierro, lo que permite eliminar el zumbido, disminuir la disipación de calor y reducir volumen y peso.

La distorsión armónica resultará mayor y con más contenido de altas frecuencias (más molestas). La confiabilidad, aunque adecuada, será menor pues un dispositivo semiconductor de potencia tiene vida media inferior a un componente magnético.

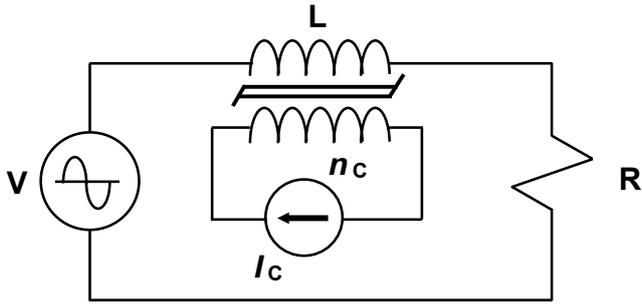
Con la intención de mejorar el factor de potencia puede pensarse en "centrar" la corriente respecto de la tensión, efectuando los "recortes" de la forma de onda en forma simétrica como se ilustra en la fig. 5. Esto implica un costo de realización mayor (como se aprecia en la misma figura). La llave semiconductor requiere un transistor y cuatro diodos, ya que el interruptor debe poder bloquearse antes de que la corriente de carga se anule naturalmente. Es evidente que así la componente fundamental de la corriente estará en fase con la tensión, con lo cual la potencia reactiva será nula.

Sin embargo, la potencia de salida estará dada por la ec. 10, la ec. 11 seguirá siendo válida al igual que la ec. 12 y por lo tanto, el factor de potencia continuará dado por la ec. 14. Es decir que para igual potencia de salida el factor de potencia será el mismo.

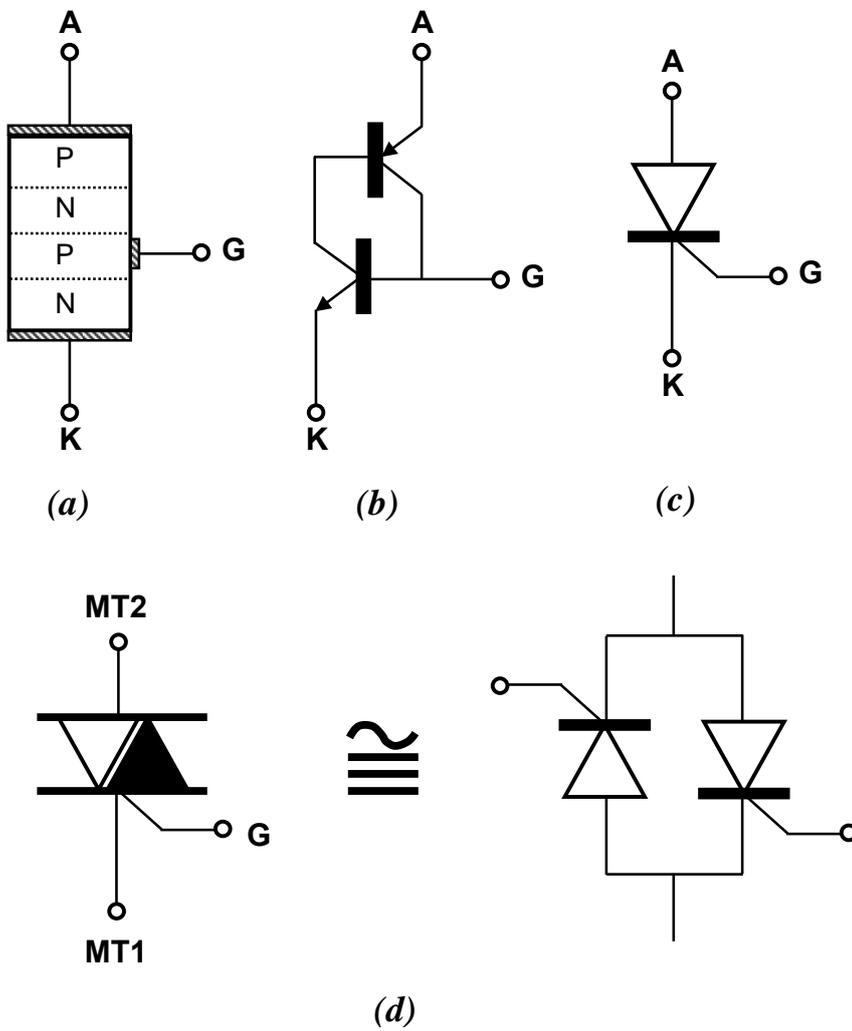
Se concluye que cambiar la forma del troceado de la tensión puede reducir la potencia reactiva pero no puede mejorar el factor de potencia. Evidentemente lo que se gana en potencia reactiva se pierde como incremento de la potencia de deformación (y se encarece inútilmente el regulador).

## REFERENCIAS

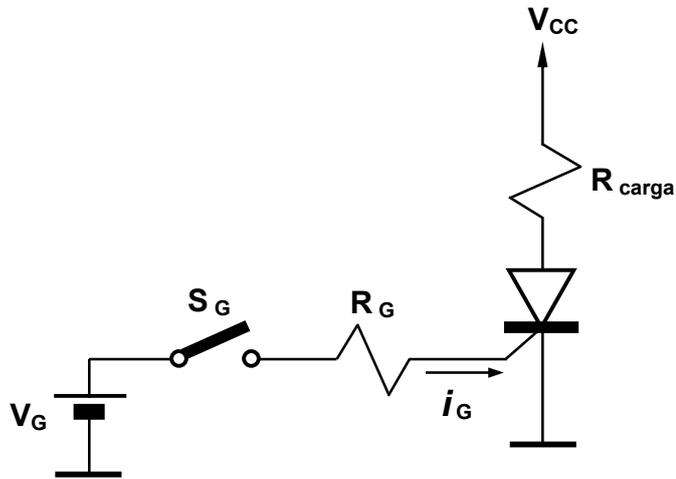
- [1] H. R. Ciancaglini, "Los reactores saturables y su utilización como elemento de control", Revista Telegráfica, Ed. Arbó, Bs. Aires, sept. 1954.
- [2] L. Nosbom, "El amplificador magnético y el tiristor", Marcombo S. A., Barcelona, 1974.
- [3] J. A. Gualda, S. Martínez, P. M. Martínez, "Electrónica industrial: Técnicas de potencia", Ed. Marcombo, Barcelona, 1992.
- [4] C. Rombaut, G. Séguier, R. Bausière, "Electrónica de potencia. Los convertidores estáticos de energía: Conversión alterna-alterna", Ed. Gustavo Gili, Barcelona, 1987.



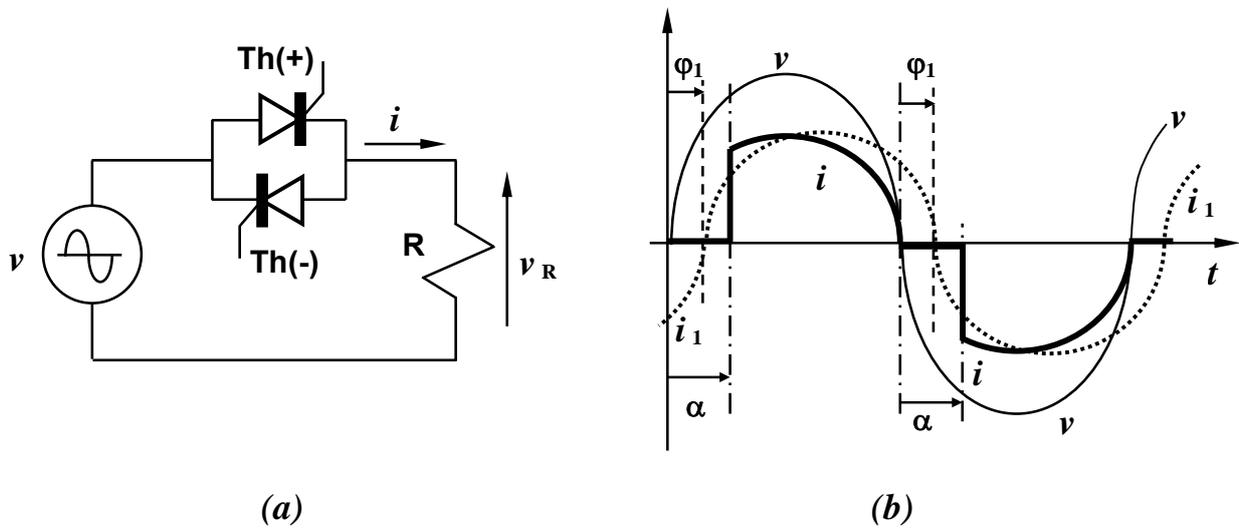
**Fig. 1:** Esquema del principio de funcionamiento de un amplificador magnético.



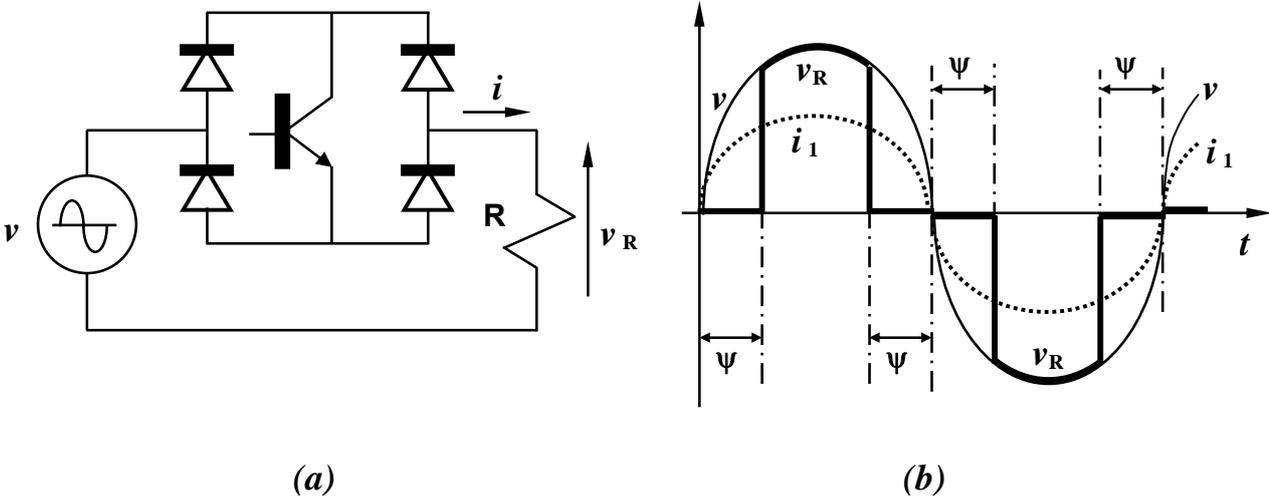
**Fig. 2:** Tiristor, (a) estructura interna, (b) circuito equivalente, (c) símbolo, (d) triac (símbolo y equivalencia aproximada).



**Fig. 3:** Disparo de un tiristor en corriente continua.



**Fig. 4:** Regulador monofásico por control de fase con carga resistiva, (a) circuito eléctrico, (b) formas de onda ( $\alpha$  = ángulo de disparo).



**Fig. 5:** Centrado de la componente fundamental de la corriente, (a) circuito eléctrico, (b) formas de onda ( $\psi$  = ángulo de recorte).

## REGULADORES DE CORRIENTE ALTERNA

Hernán E. Tacca

Laboratorio de Control de Accionamientos, Tracción y Potencia (LABCATYP)

Departamento de Electrónica – Facultad de Ingeniería (U.B.A.)

### SEGUNDA PARTE

#### Reguladores todo o nada

En aquellas aplicaciones de calefacción donde la inercia térmica del sistema a controlar sea grande, puede pensarse en conectar toda la potencia disponible durante una fracción de tiempo tal que la temperatura se conserve dentro de límites aceptables. Desde el punto de vista eléctrico hay dos variantes: el control por ciclos enteros y el control por semiciclos [4]. Este último permite una mayor resolución en la “dosificación” de la potencia pero no asegura que no haya componente continua superpuesta (esto no suele afectar a las cargas calefactoras pero es desfavorable si hay transformadores).

El factor de potencia puede calcularse fácilmente con ayuda de la fig. 6. La potencia activa es:

$$P = \frac{n}{N} \frac{V^2}{R} \quad (15) \quad \text{donde } N \text{ es el número total de semiciclos del período de troceado y } n \text{ el número de semiciclos en que el dispositivo interruptor está cerrado.}$$

El valor eficaz de la corriente de entrada resulta:  $I = \sqrt{\frac{n}{N}} \frac{V}{R}$  (16). La potencia máxima disponible

es:  $P_{\max} = V^2/R$  (17) y con las ecs. 15 y 16 el factor de potencia resulta:

$$FP = \frac{P}{S} = \frac{P}{VI} = \sqrt{\frac{n}{N}} = \sqrt{d} \quad (18) \quad \text{donde } d \text{ se denomina factor de servicio (“duty cycle”).}$$

De las ecs. 15, 17 y 18 se obtiene:  $FP = \sqrt{P/P_{\max}}$ , expresión ya obtenida para los reguladores precedentemente estudiados.

Nuevamente se concluye que desde el punto de vista del aprovechamiento de la red o del transformador de suministro nada se ha ganado.

Cualquiera sea la forma de efectuar el troceado para graduar la potencia de salida, el factor de potencia es siempre el mismo.

El control todo o nada presenta ventajas respecto de las perturbaciones electromagnéticas emitidas pues, en el caso de cargas resistivas, la corriente crece suavemente al cerrar el interruptor (y se extingue naturalmente en el cruce por cero). Lamentablemente, el factor de potencia es bajo debido a la inyección de componentes subarmónicas en la red (que son prácticamente imposibles de suprimir pues los filtros necesarios serían gigantescos). Por esta razón, el uso de este tipo de regulación solamente es aceptable en potencias pequeñas (por ejemplo, en artefactos domésticos).

#### Reguladores con modulación por ancho de pulso (reguladores PWM)

No puede obtenerse un buen factor de potencia si no se eliminan las componentes armónicas mediante un filtro intercalado entre el regulador y la red.

El filtro será tanto más pequeño y liviano cuanto más altas sean las frecuencias de las componentes armónicas a suprimir.

Para lograr que las componentes armónicas sean de elevada frecuencia, se debe “trocear” la tensión de la red a alta frecuencia. Esto se muestra en la fig. 7. Para ello se necesita un interruptor que pueda bloquearse en forma comandada (al igual que en la fig. 5). Ahora el filtro pasabajos L-C, colocado a la entrada, solamente toma de la red la componente fundamental de la corriente y el factor de potencia resulta prácticamente igual a uno.

Sin embargo, existirá un problema si la carga tiene inductancia (aún si fuese pequeña) pues la corriente no podría cortarse sin producir una elevada sobretensión.

En cada bloqueo habrá una pérdida de energía disipada en forma de calor sobre el dispositivo de potencia que será proporcional a:  $t_{Coff} f_{SW} I_{Coff} V_{Cmax}$ , donde  $t_{Coff}$  es el tiempo que el dispositivo demora en bloquearse,  $f_{SW}$  es la frecuencia de troceado o conmutación,  $I_{Coff}$  es la corriente a interrumpir en el instante de la conmutación y  $V_{Cmax}$  es el máximo valor de la tensión que surge sobre el dispositivo al bloquearse.

Nótese que se desea operar en alta frecuencia por lo que las pérdidas serán grandes y su disipación muy difícil, por lo cual es necesario mantener acotado el valor de la sobretensión en el instante de la conmutación. Para ello, es preciso brindar un camino alternativo a la corriente antes de bloquear el interruptor de paso principal (en serie). De esta forma, el regulador podría utilizarse con cualquier carga por inductiva que ésta fuere. Esto se muestra esquemáticamente en la fig. 8. Al bloquear el interruptor principal S1 se debería cerrar el interruptor de paso libre (o rueda libre) S2 para permitir que la corriente de la carga siga circulando. Desgraciadamente, esto no será factible en el caso de utilizar como llave el circuito interruptor de la fig. 7 pues si el transistor de la llave S1 se abre antes de cerrar el transistor de la llave S2, se cortará la corriente de la carga. Por el contrario, si se pone en conducción al transistor de la llave S2 antes de bloquear al de la llave S1, se estará poniendo en cortocircuito a la red de alimentación.

Por otra parte, en forma práctica no es posible lograr que ambos transistores conmuten instantáneamente y al mismo tiempo. Esto lleva a modificar el circuito duplicando el número de transistores. Hay al respecto varias opciones, la de la fig. 9 tiene la ventaja de tener un punto común para todos los emisores (lo que facilita el mando de los dispositivos).

Ahora es preciso detectar el sentido de la corriente en la carga, lo que puede hacerse mediante un resistor detector (o de “sensado”) de bajo valor de resistencia, un transformador de corriente o bien, midiendo las tensiones sobre los transistores para detectar el sentido de la corriente a su través.

Por ejemplo, si la corriente indicada en la fig. 9 es positiva y está conduciendo el transistor 1, se debe poner a conducir al transistor 4 antes de bloquear al 1. (De forma recíproca, si conduce el 2, se pondrá en conducción el 3 antes de bloquear el 2).

Una vez que el transistor 1 se haya bloqueado, se hará conducir simultáneamente al 3 y al 4, en previsión de que la corriente de carga deba pasar por cero e invertirse.

Al momento de tener que bloquear la llave de rueda libre (S2) se deberá nuevamente detectar el sentido de la corriente para determinar qué transistor de la llave principal (S1) debe ponerse en conducción primero.

Como se ve, la mejora del factor de potencia se logra al costo de una mayor complicación de la etapa de potencia y del circuito de control, complejidad que sería aún mayor en el caso de querer realizar reguladores trifásicos.

Para igual potencia, los transistores resultan más costosos que los tiristores o los triacs. Nótese además, que se necesitan cuatro diodos y transistores de potencia para realizar lo que podría hacerse con un único triac, de adoptar el esquema más simple de control por fase (renunciando a mejorar el factor de potencia).

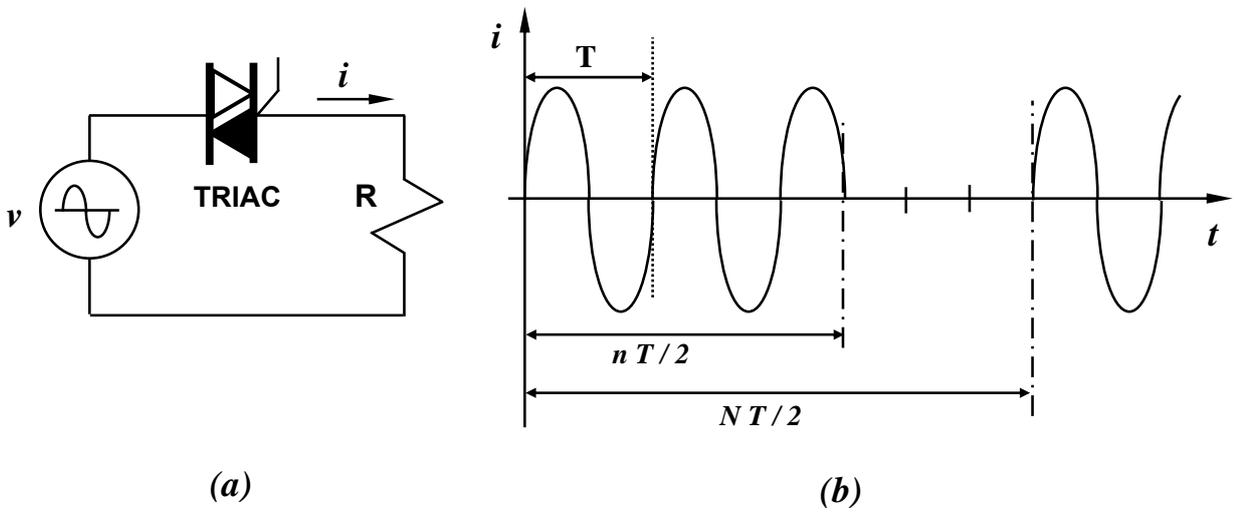
Para mitigar las interferencias causadas por las conmutaciones, es conveniente insertar otro filtro pasabajos L-C entre el regulador y la carga, con el fin de evitar la circulación de corrientes de alta frecuencia por las líneas de alimentación.

Los reguladores conmutados en alta frecuencia requieren un proyecto muy atento a las recomendaciones propias de las técnicas de compatibilidad electromagnética.

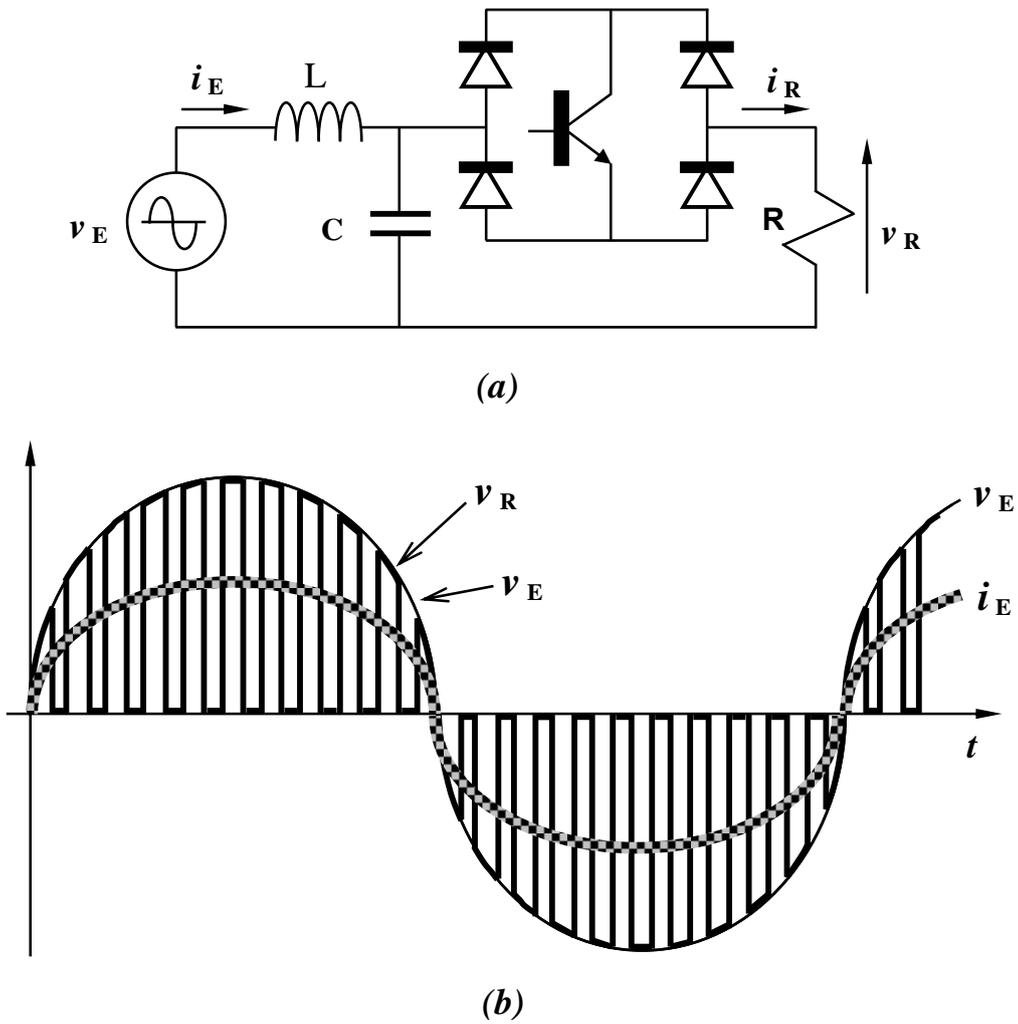
Nota: Para no utilizar transistores de potencia pnp, los indicados en la fig. 9 pueden realizarse como cuasi-darlington P (o sea un transistor de potencia npn en conexión darlington con un excitador pnp).

## REFERENCIAS

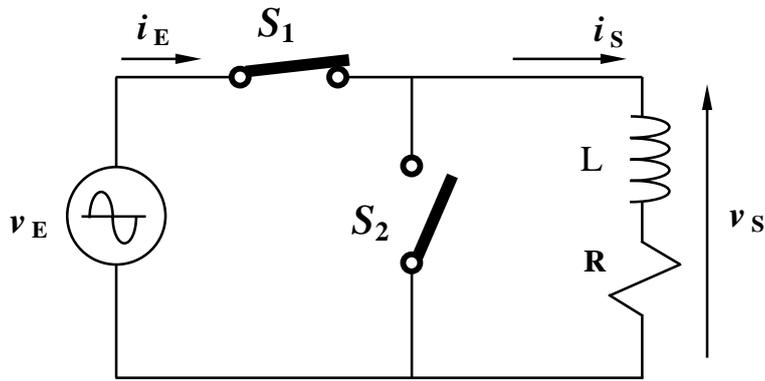
- [3] J. A. Gualda, S. Martínez, P. M. Martínez, “Electrónica industrial: Técnicas de potencia”, Ed. Marcombo, Barcelona, 1992.
- [4] C. Rombaut, G. Séguier, R. Bausière, “Electrónica de potencia. Los convertidores estáticos de energía: Conversión alterna-alterna”, Ed. Gustavo Gili, Barcelona, 1987.



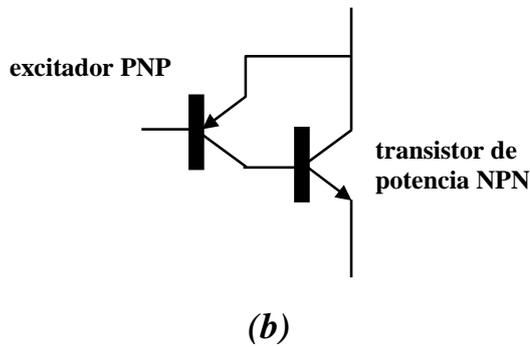
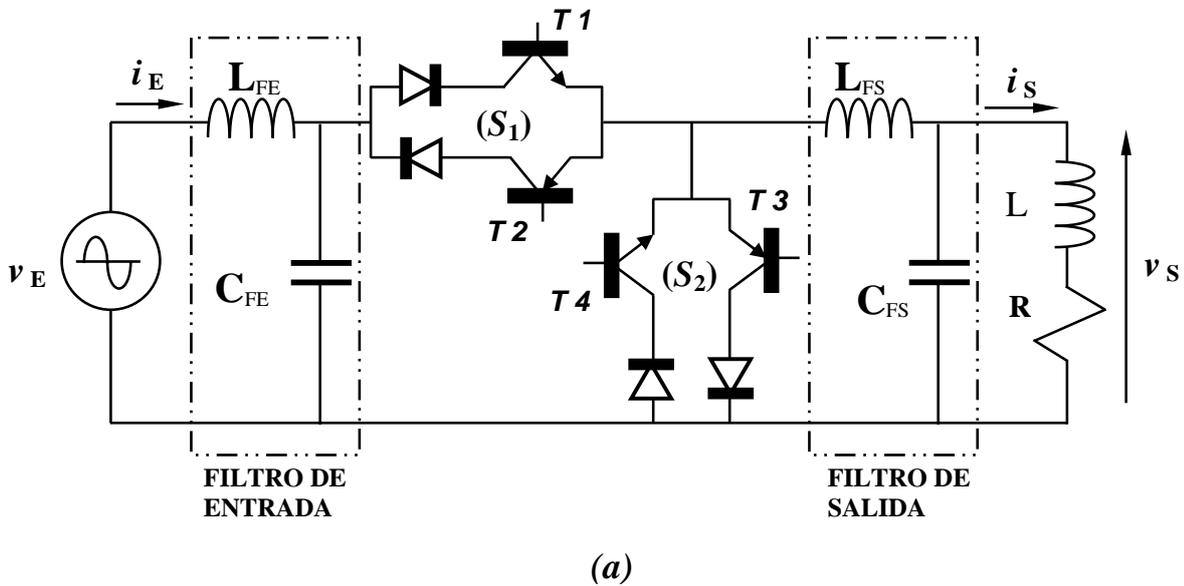
**Fig. 6:** Control todo o nada (por semiciclos enteros), (a) circuito, (b) corriente en la carga.



**Fig. 7:** Principio de funcionamiento de un regulador con modulación por ancho de pulsos (PWM), (a) circuito, (b) formas de onda.



**Fig. 8:** Principio de funcionamiento de un regulador con modulación por ancho de pulsos (PWM) con interruptor de rueda libre ( $S_2$ ).



**Fig. 9:** Regulador por modulación de ancho de pulsos con interruptor de rueda libre, realizado con transistores, (a) ejemplo utilizando transistores bipolares, (b) conexión cuasi-darlington P.

## REGULADORES DE CORRIENTE ALTERNA

Hernán E. Tacca

Laboratorio de Control de Accionamientos, Tracción y Potencia (LABCATYP)

Departamento de Electrónica – Facultad de Ingeniería (U.B.A.)

### TERCERA PARTE

#### **Reguladores por pasos**

Cuando la regulación puede hacerse en forma discreta, en pasos de tensión sucesivos, es posible conservar la forma de onda senoidal tanto en la entrada de red como sobre la carga. Se logra así, un factor de potencia óptimo.

La fig. 10 muestra el principio de funcionamiento. Un autotransformador con diversas tomas de tensión se conecta con la relación de transformación necesaria mediante llaves realizadas empleando dispositivos electrónicos de potencia [3][5].

Una forma de realización sencilla es emplear triacs como llaves pero esto plantea un problema de conmutación. Si se dispara el triac de alguna sección antes de que el que estaba conduciendo se bloquee, se pondrá en cortocircuito al autotransformador.

Hay dos soluciones alternativas: La primera consiste en establecer un tiempo muerto de salvaguarda para dar lugar al bloqueo del primer triac antes de disparar al siguiente. La otra opción es colocar impedancias limitadoras en serie que limiten la corriente de cortocircuito a un valor seguro durante el breve intervalo de conducción simultánea de ambos triacs.

La primera alternativa sólo es aplicable si la carga admite microcortes (del orden de un semiciclo de red) en el suministro de tensión. Esto es aceptable en calefactores y motores pero no en cargas críticas habituales en informática, electromedicina y comunicaciones.

La segunda opción, muy utilizada en estabilizadores domésticos, empeora la regulación, el rendimiento y obliga a sobredimensionar los triacs.

Otra solución se muestra en la fig. 11. Allí se utilizan tiristores en antiparalelo en lugar de triacs y se detecta el sentido de la corriente de salida antes de efectuar una conmutación, para así proceder de forma similar a lo visto con los reguladores conmutados en alta frecuencia. Por ejemplo, si está conduciendo el tiristor Th1(+) de la llave S1 y debe cerrarse la llave S2, se disparará solamente Th2(+). Cuando Th1(+) se bloquee, la corriente será naturalmente conducida por Th2(+). Desde luego, este método implica duplicar la cantidad de dispositivos de potencia necesarios, amén de complicar la realización de la unidad de control.

Debido a que un autotransformador resulta tanto más pequeño cuanto más próximas sean las tensiones de entrada y de salida, los reguladores por pasos son especialmente adecuados para realizar estabilizadores de tensión, donde el regulador solamente deberá compensar las variaciones de la tensión de la red (usualmente menores de 15 %).

En su gran mayoría, los estabilizadores de tensión destinados hoy a aplicaciones de informática son absolutamente prescindibles pues las fuentes conmutadas habituales en computación admiten variaciones en la tensión de alimentación mayores que las propias de la red.

Para cargas críticas [5] es más importante la velocidad de respuesta del estabilizador para poder compensar variaciones impulsivas de la tensión de la red, cuya duración suele ser menor que un par de milisegundos.

Nótese que un estabilizador a triacs solamente puede cambiar el paso de tensión en un cruce por cero de la corriente y por ende puede demorar hasta un semiciclo de red en reaccionar.

Cuando la red, además de transitorios impulsivos, presenta frecuentes microcortes (de uno o dos semiciclos) una posible solución es utilizar un estabilizador ferromagnético. Éste almacena internamente suficiente energía como para compensar un microcorte. Lamentablemente, comparte las desventajas de los amplificadores magnéticos inicialmente estudiados: funcionamiento ruidoso, bajo rendimiento y gran peso y volumen.

Si lo que se desea es simplemente lograr un regulador por pasos de respuesta rápida, se puede utilizar el esquema de la fig. 12. Ahora los transistores pueden comandarse de la misma manera que en los reguladores

conmutados en alta frecuencia y así se logra permutar la corriente de una sección a otra en pocos microsegundos, siendo factible hacerlo varias veces en un mismo semiciclo si fuese necesario. Para efectuar conmutaciones seguras es preciso detectar el sentido de circulación de la corriente en la carga (como ya se explicó para los reguladores modulados en ancho de pulsos).

Nótese que el regulador requiere dos diodos y dos transistores de potencia por cada paso de regulación. En consecuencia, esta estructura de conversión resulta muy costosa pues se desaprovechan fuertemente los transistores de potencia (dos trabajan mientras el resto está inactivo).

### ***Mejora de la resolución de tensión***

Cuando se pretenda una regulación de tensión muy precisa, serán necesarias muchas derivaciones en el bobinado del autotransformador, con el consecuente incremento del número de dispositivos de potencia requeridos. Para reducir la cantidad de interruptores necesarios puede utilizarse el esquema de la fig. 13 que incorpora un bobinado “vernier” cuya tensión es la mitad de la correspondiente a un paso. De esta manera, agregando solamente dos llaves (Sv1 y Sv2) se duplica la resolución ya que para cada paso la tensión de salida puede incrementarse en la magnitud correspondiente a medio paso, conectando Sv2 en vez de Sv1.

Basándose en este principio se propone el esquema de la fig. 14 en donde las secciones secundarias tienen relaciones de tensión binarias (1, 2, 4, 8, 16,....., etc.) y por consiguiente con pocos interruptores puede lograrse una regulación en pequeños pasos, cerrando los interruptores adecuados y dejando abiertos otros. Un interruptor  $Ss_i$  cerrado junto con otro  $Sp_i$  abierto adiciona la tensión correspondiente a la sección  $i$ . Por el contrario, si la contribución de esa sección no es deseada, se debe cerrar  $Sp_i$  y abrir  $Ss_i$  para evitar un cortocircuito secundario (en la sección  $i$ ).

Si además el regulador debiera ser de respuesta rápida, habría que realizar los interruptores mediante dos diodos y sendos transistores de potencia, detectándose el sentido de la corriente de salida para decidir las conmutaciones a realizar (de igual forma que para los reguladores por ancho de pulso).

En estos casos suele ser más ventajoso combinar las técnicas de regulación por pasos y regulación por ancho de pulsos como se indica en la fig. 15. Allí la modulación por ancho de pulsos se efectúa entre dos niveles de tensión que serán las cotas máxima y mínima de la tensión de salida. Se reduce así la amplitud de la tensión de alta frecuencia a atenuar, logrando que el filtro de salida resulte más liviano (para el mismo rizado) que el necesario en el caso de un regulador modulado por ancho de pulsos de tipo directo (sin autotransformador).

### **REFERENCIAS**

- [3] J. A. Gualda, S. Martínez, P. M. Martínez, “Electrónica industrial: Técnicas de potencia”, Ed. Marcombo, Barcelona, 1992.
- [4] C. Rombaut, G. Séguier, R. Bausière, “Electrónica de potencia. Los convertidores estáticos de energía: Conversión alterna-alterna”, Ed. Gustavo Gili, Barcelona, 1987.
- [5] S. Martínez García, “Alimentación de equipos informáticos y otras cargas críticas”, Ed. McGraw-Hill, Madrid, 1992.

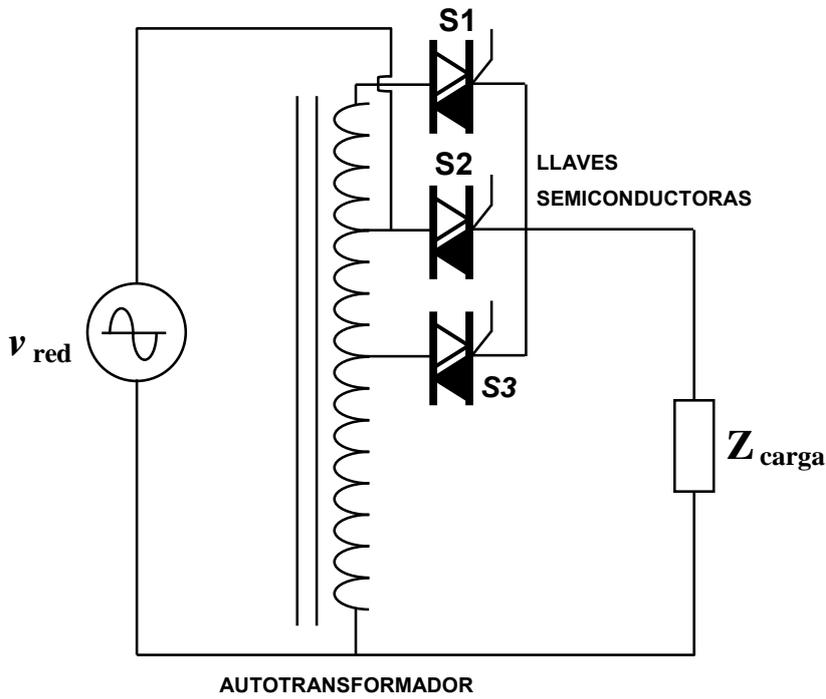


Fig. 10: Regulador por pasos (esquema de principio).

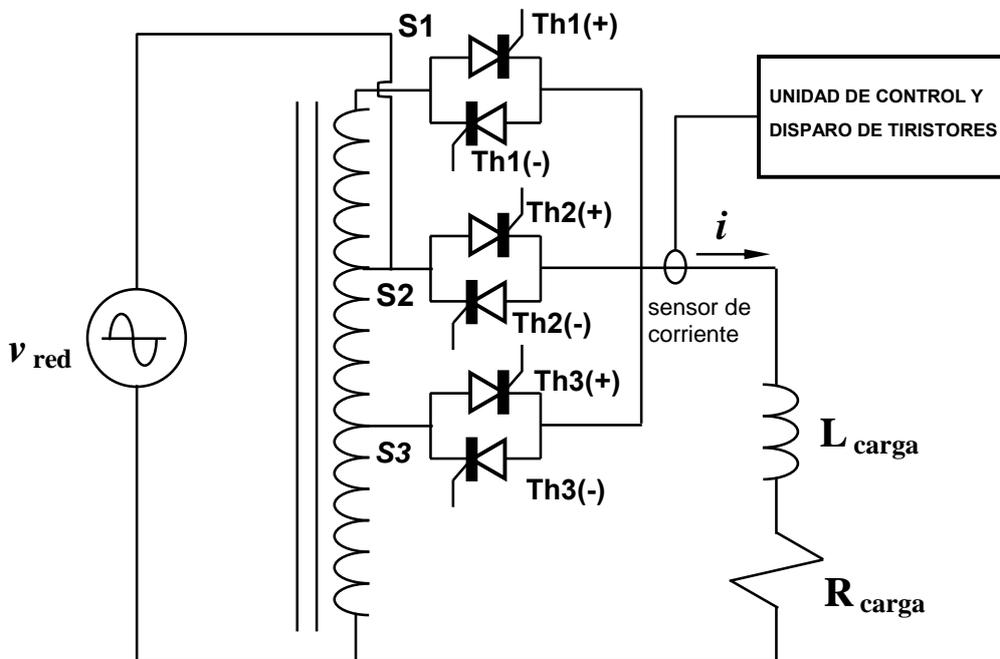


Fig. 11: Regulador por pasos sin tiempo muerto ni corrientes de cortocircuito.

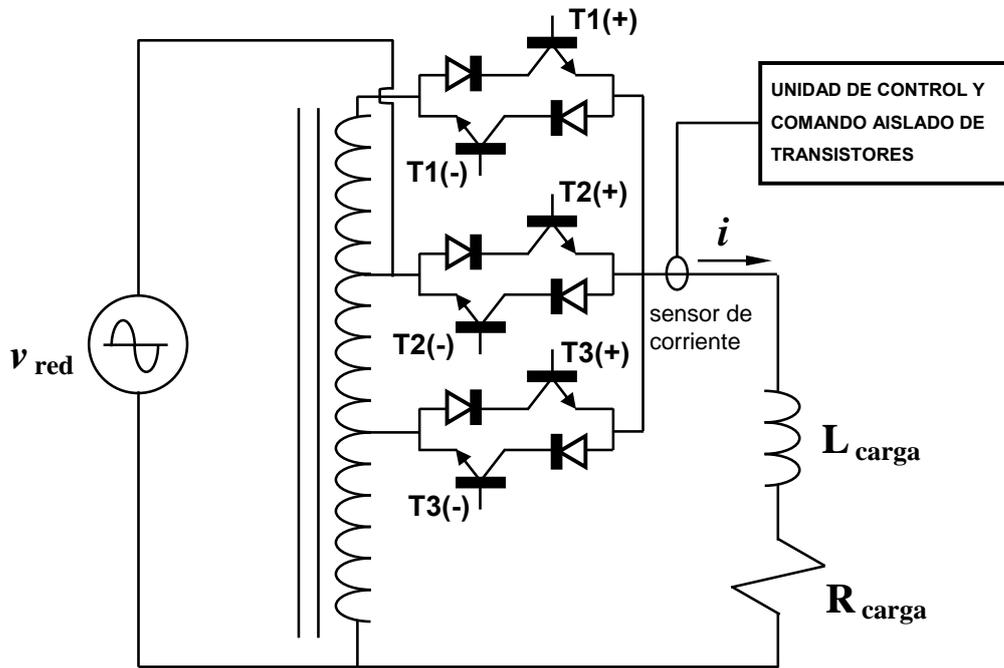


Fig. 12: Regulador por pasos de respuesta rápida.

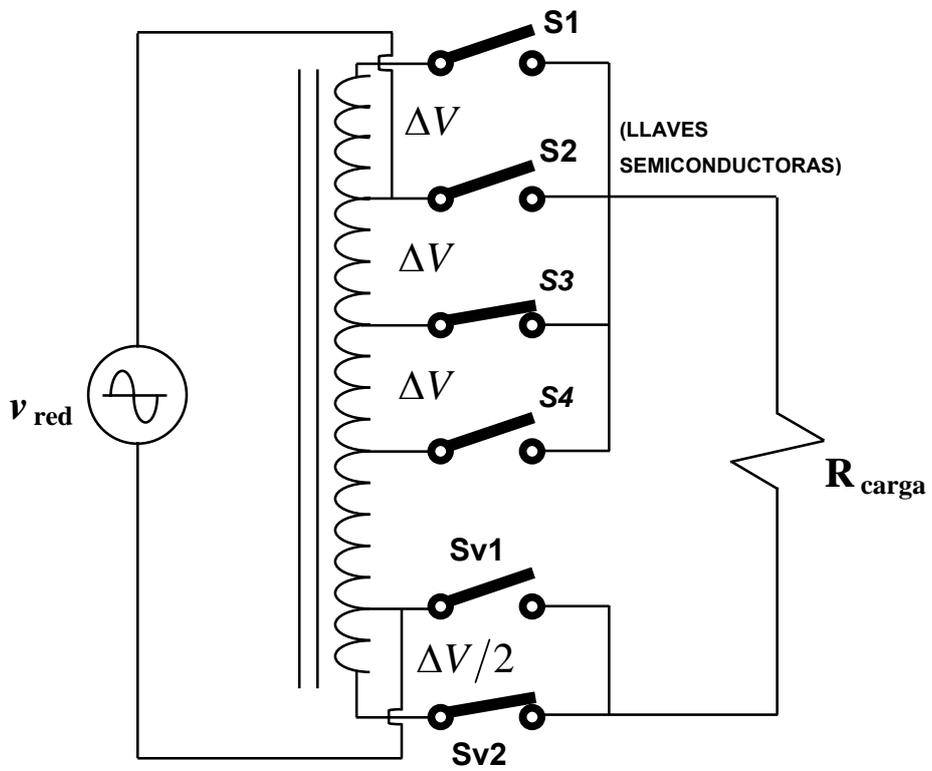
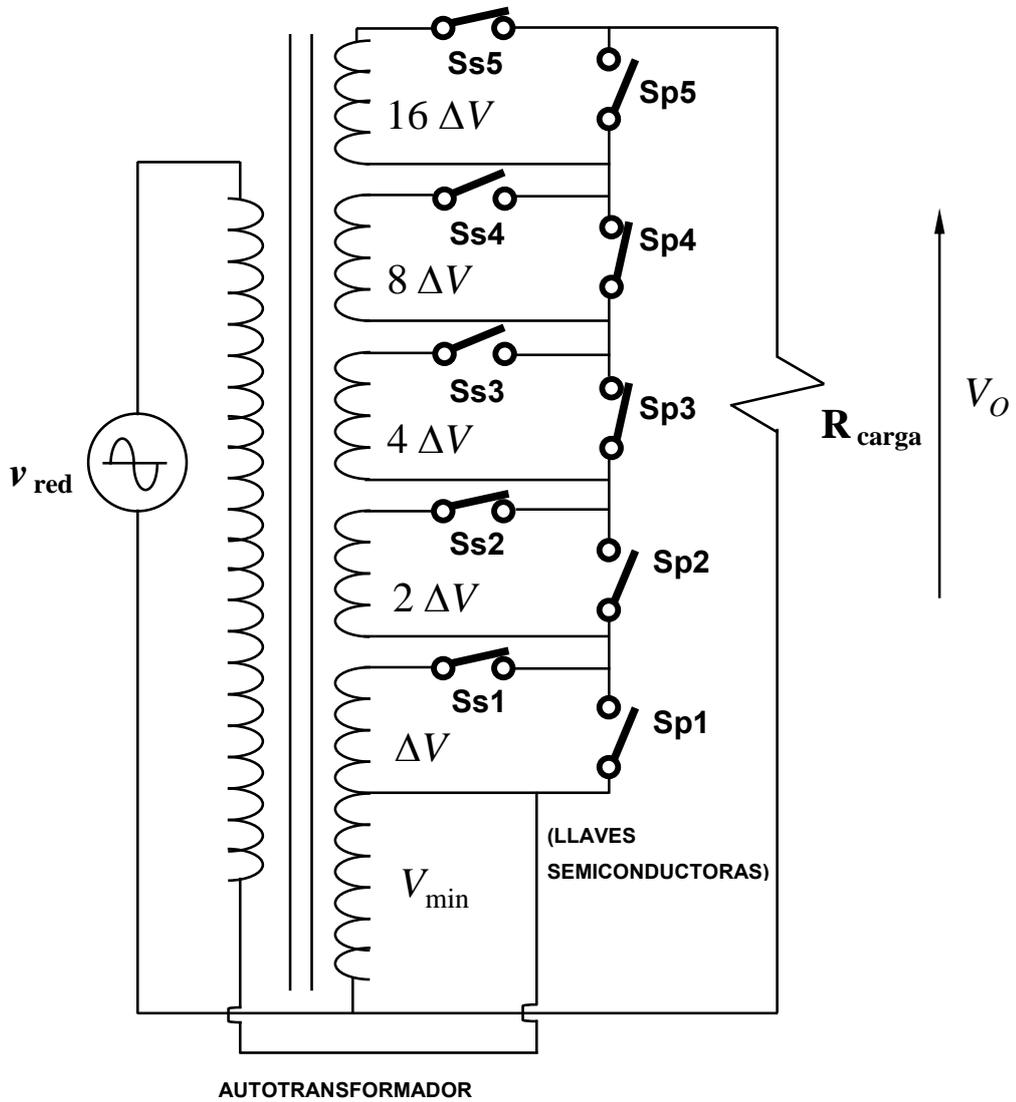


Fig. 13: Regulador por pasos con sección vernier.



**Fig. 14:** Regulador por pasos con incrementos de tensión en relación binaria (la tensión de salida estará comprendida entre  $V_{\min} \leq V_o \leq V_{\min} + 31 \Delta V$  y de acuerdo con la posición de las llaves ejemplificada será  $V_o = V_{\min} + 19 \Delta V$  ).

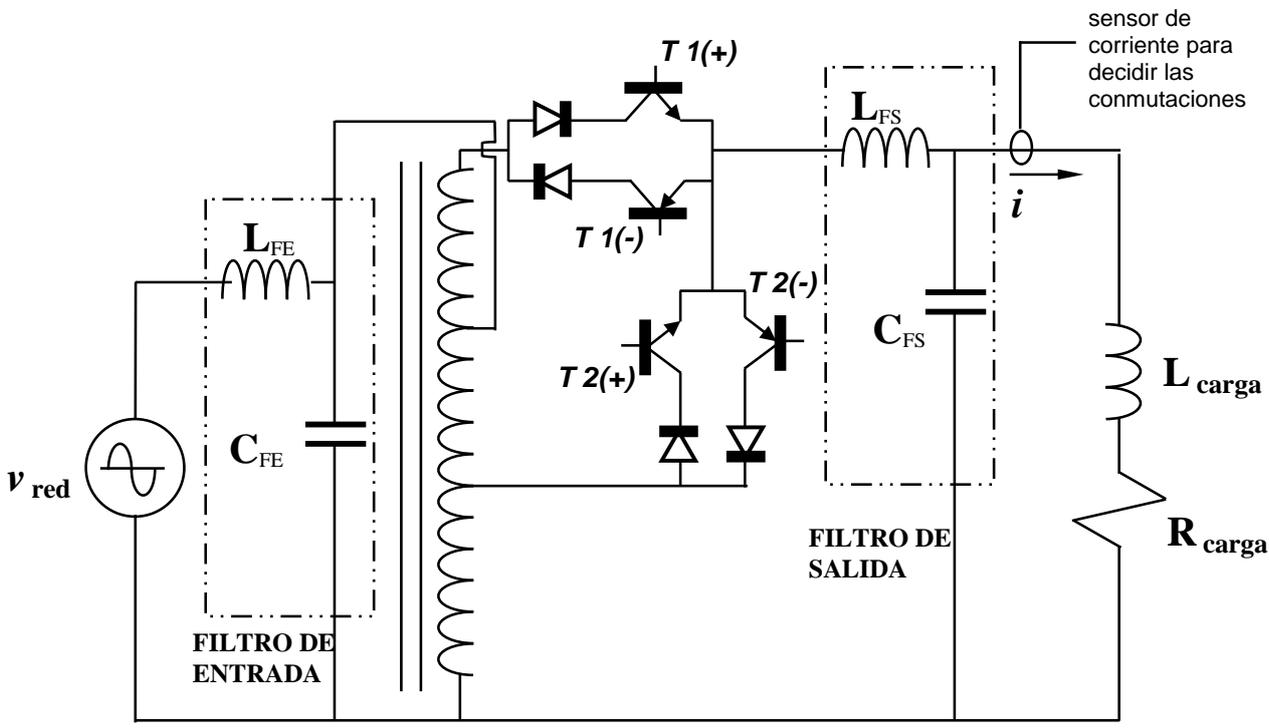


Fig. 15: Regulador por pasos con modulación por ancho de pulsos.

## REGULADORES DE CORRIENTE ALTERNA

Hernán E. Tacca

Laboratorio de Control de Accionamientos, Tracción y Potencia (LABCATYP)

Departamento de Electrónica – Facultad de Ingeniería (U.B.A.)

### CUARTA PARTE

#### Reguladores trifásicos por control de fase

En este caso, los circuitos más comunes son [3][4][7]:

- 1) La asociación en estrella de tres reguladores monofásicos (fig. 16),
- 2) El regulador trifásico en estrella sin neutro (fig. 17),
- 3) La asociación en triángulo de tres reguladores monofásicos (fig. 18).

La primera configuración tiene la ventaja de permitir un control independiente de la tensión en cada fase de la carga, lo cual permite balancear el sistema en caso de existir asimetrías en las tensiones de la red o en las resistencias de carga. Tiene la desventaja de tener circulación de corriente por el conductor de neutro. Además, hay componentes armónicas de tercer orden tanto en la carga como en la corriente de entrada y en el neutro.

La potencia de conmutación de los triacs requeridos es:  $P_{T\lambda} = V_m I_m = V_m^2 / R_\lambda$  (19), siendo  $V_m$  la tensión pico de fase e  $I_m = V_m / R_\lambda$  la corriente máxima que puede llegar a circular por un triac.

Para el segundo esquema (sin neutro) la potencia de conmutación es:  $P_{T_{SN}} = V_{T_{max}} I_{T_{max}}$  (20) donde  $V_{T_{max}}$  es la máxima tensión que puede aparecer sobre un dispositivo y la máxima corriente que puede atravesarlo es  $I_{T_{max}}$ .

La máxima tensión que puede aparecer sobre un triac es el máximo valor alcanzado cuando dos triacs conducen y el tercero está bloqueado. Esto se muestra en la fig. 19, de donde se deduce:

$$v_{T_T} = v_T - \left( \frac{v_R - v_S}{2 R_\lambda} \right) R_\lambda - v_S = v_T - \frac{1}{2} (v_R - v_S) \text{ y siendo las tensiones trifásicas tales que:}$$

$v_R + v_S + v_T = 0$ , la expresión precedente queda:  $v_{T_T} = \frac{3}{2} v_T$ , por lo que el valor máximo resulta:

$$V_{T_{max}} = \frac{3}{2} V_m \quad (21).$$

La corriente máxima que puede circular por un triac será (como en el caso anterior):

$$I_{T_{max}} = V_m / R_\lambda \quad (22)$$

Sustituyendo las ecs. 21 y 22 en la 20 se obtiene:  $P_{T_{SN}} = \frac{3}{2} \frac{V_m^2}{R_\lambda}$  (23).

Relacionando las ecs. 19 y 23 resulta:  $P_{T_{SN}} = \frac{3}{2} P_{T\lambda}$  (24).

O sea que si no se conecta el neutro los dispositivos a utilizar deberán ser de mayor potencia.

Además de evitar la circulación de corriente por el neutro ¿existirá alguna otra ventaja en no conectarlo?

Para hallar la respuesta es preciso analizar qué sucede con las componentes armónicas de tercer orden si la fuente trifásica es simétrica y la carga balanceada (impedancias iguales en cada fase).

Las componentes armónicas de orden  $k$  de la corriente de salida formarán un sistema trifásico simétrico expresado por:

$$i_{kR} = I_{m_k} \operatorname{sen} k\omega t$$

$$i_{kS} = I_{m_k} \operatorname{sen} k\left(\omega t - \frac{2\pi}{3}\right)$$

$$i_{kT} = I_{m_k} \operatorname{sen} k\left(\omega t - \frac{4\pi}{3}\right)$$

Si  $k$  es 3 o múltiplo de 3 el sistema resulta homopolar (las tres corrientes quedan en fase).

Si el neutro estuviese conectado las componentes de corriente armónica a su través serían:

$$i_{kN} = i_{kR} + i_{kS} + i_{kT} = 3 I_{m_k} \operatorname{sen} k\omega t \quad \forall k = 3, 6, 9 \dots$$

No estando conectado el neutro debe ser  $i_{kN} = 0$  lo que implica:  $I_{m_k} = 0$ . Es decir que no puede haber circulación de componentes armónicas de tercer orden por la carga ni por la línea. Esto es una importante ventaja si el regulador se utiliza como arrancador de motores de inducción [6] pues las componentes armónicas de tercer orden no generan potencia motriz y solamente calientan el bobinado. Además no generan fuerza contraelectromotriz interna, con lo cual pequeñas componentes armónicas de tercer orden presentes en la tensión de alimentación de una bobina de fase generarían una corriente armónica muy importante.

Nótese que en aplicaciones de calefacción esto no tendría mayor importancia pues en tal caso las componentes armónicas generarían potencia activa, al igual que la fundamental.

En el tercer esquema propuesto, la asociación en triángulo de tres reguladores monofásicos (fig. 18), para que en conducción a plena onda la potencia sea la misma que en los montajes anteriores, debería ser:

$$V_m^2 / R_\lambda = U_m^2 / R_\Delta = 3 V_m^2 / R_\Delta, \text{ de donde se despeja: } R_\Delta = 3 R_\lambda \quad (25).$$

$$\text{La tensión máxima que puede aparecer en un triac será: } V_{T_{\max}} = U_m = \sqrt{3} V_m \quad (26)$$

$$\text{y la corriente máxima será: } I_{T_{\max}} = \frac{U_m}{R_\Delta} = \frac{\sqrt{3} V_m}{3 R_\lambda} = \frac{V_m}{\sqrt{3} R_\lambda} \quad (27).$$

$$\text{Con estas expresiones la potencia de conmutación será: } P_{T_\Delta} = V_{T_{\max}} I_{T_{\max}} = V_m^2 / R_\lambda = P_{T_\lambda} \quad (28).$$

La potencia de conmutación resultó igual a la de la asociación en estrella de tres reguladores monofásicos con neutro. Los dispositivos necesarios serán de igual potencia y por ende de similar costo.

Al igual que en ese caso, habrá circulación de componentes armónicas de tercer orden por las fases de la carga (con lo cual el montaje no es conveniente para realizar arrancadores de motores de inducción).

Sin embargo, al no haber conexión de neutro no habrá componentes armónicas de tercer orden presentes en las corrientes de línea (siempre que el sistema esté balanceado). En este caso, las componentes armónicas de tercer orden circulan internamente por el triángulo generando potencia activa en la carga sin contribuir a la potencia de deformación de la línea. En consecuencia, cabe esperar que el factor de potencia visto por la red sea mayor para la asociación en triángulo que para los otros esquemas. Esto hará que este montaje sea recomendable para aquellas aplicaciones de calefacción en donde las resistencias puedan operar con tensión de línea (380 V).

Nótese que también en este caso se tiene un control desacoplado de los tres reguladores asociados, de forma tal de poder compensar desbalances de la carga o asimetrías de la red.

### Interruptores trifásicos y control todo o nada

En la fig. 20 se muestran varios esquemas de interruptores trifásicos que podrían utilizarse para efectuar el control todo o nada de cargas trifásicas en aplicaciones de calefacción.

El esquema de la fig. 20.a es aplicable tanto para cargas en estrella sin neutro como en triángulo.

Cuando se dispone de acceso a los 6 terminales de la carga, la configuración “b” permite tener una referencia de masa común para el disparo de los dispositivos.

El esquema “c” permite utilizar tiristores en vez de triacs y al estar conectados en triángulo, la corriente pasante por los dispositivos es menor.

El esquema “d” permite utilizar tiristores con una referencia de masa común para efectuar el disparo. Este montaje también puede utilizarse para control de fase, en cuyo caso recibe el nombre de “regulador trifásico mixto”. Es muy poco utilizado en esta modalidad debido al alto contenido armónico de la corriente tomada de la red que incluye componentes armónicas pares (en virtud de la asimetría constructiva de cada interruptor de fase).

Como ya se mencionó, el control todo o nada, por ciclos o semiciclos enteros no es aceptable para grandes potencias debido a la cantidad y magnitud de las componentes subarmónicas inyectadas a la red. En pequeñas potencias puede emplearse y tiene la ventaja de simplificar tanto la topología de la etapa de potencia como su control.

En el caso de los interruptores y los arrancadores de motores [6] suele “puentearse” a los dispositivos de potencia mediante contactores una vez que los dispositivos están conduciendo. Esto evita que las corrientes circulen por los dispositivos semiconductores reduciendo la disipación de potencia sobre ellos, mejorando la eficiencia y la regulación (al reducir la resistencia serie). También se incrementa la robustez del sistema ante fallas (que por lo general encontrarán conduciendo al contactor).

Para abrir el interruptor primero se desconecta el contactor y luego se bloquean los dispositivos electrónicos. De esta forma se evita el arco entre los contactos, prolongando así la vida útil del contactor.

## Conclusiones

En aplicaciones de calefacción de baja potencia, tanto monofásicas como trifásicas, es posible y económicamente atractivo utilizar control todo o nada (o por ciclos o semiciclos enteros).

En aplicaciones monofásicas para control de velocidad en motores universales o de inducción de muy baja potencia destinados a ventiladores y extractores, es conveniente utilizar reguladores monofásicos controlados por fase.

En aplicaciones monofásicas de mayor potencia es aconsejable utilizar reguladores modulados en ancho de pulso (PWM) para lograr corrientes de línea compatibles con las líneas monofásicas y satisfacer las exigencias normativas en cuanto al factor de potencia.

Para estabilizadores de tensión, es mejor emplear reguladores por pasos. En el caso de tener que alimentar cargas críticas, éstos deberán realizarse mediante interruptores rápidos basados en el uso de transistores.

Para cargas calefactoras trifásicas de mayor potencia es conveniente adoptar la asociación en triángulo de tres reguladores monofásicos controlados en fase.

Para realizar arrancadores de motores de inducción trifásicos, el esquema aconsejable es el del regulador trifásico en estrella sin neutro.

En aplicaciones luminotécnicas con lámparas incandescentes, el montaje más económico y de menor emisión de interferencia electromagnética es el regulador monofásico controlado por fase, que puede asociarse en estrella con neutro si la instalación eléctrica es trifásica.

Para aplicaciones de muy alto desempeño destinadas a cargas críticas, puede utilizarse el regulador por pasos con interruptores rápidos (basados en transistores) y secciones de pasos binarios.

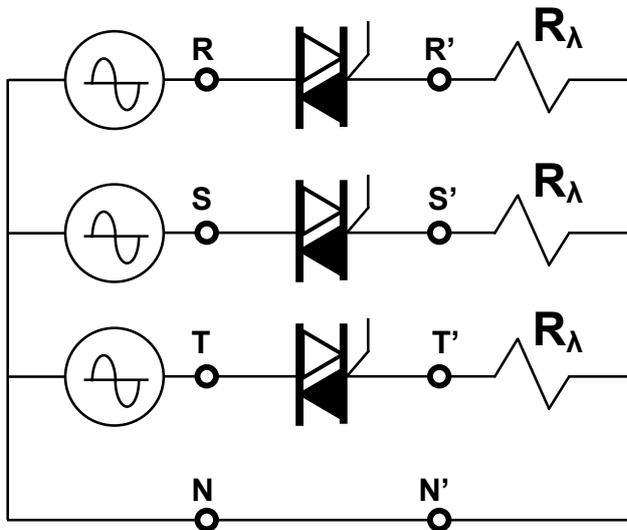
Cuando se desee una regulación buena pero con un costo moderado y una gran confiabilidad, puede elegirse el uso de un estabilizador ferromonante (siempre que el peso, volumen y zumbido audible sean aceptables) [3][5].

En el caso de hornos industriales de resistencias [8] es posible seccionar la carga para controlar la potencia sin degradar demasiado el factor de potencia [9].

Por último, en el caso general de cargas trifásicas de gran potencia puede utilizarse reguladores trifásicos modulados en ancho de pulso, para cumplir con las exigencias de las normas respecto del factor de potencia y del contenido armónico (pero la complejidad propia de estas aplicaciones excede el propósito de este trabajo).

## REFERENCIAS

- [1] H. R. Ciancaglini, “Los reactores saturables y su utilización como elemento de control”, Revista Telegráfica, Ed. Arbó, Bs. Aires, sept. 1954.
- [2] L. Nosbom, “El amplificador magnético y el tiristor”, Marcombo S. A., Barcelona, 1974.
- [3] J. A. Gualda, S. Martínez, P. M. Martínez, “Electrónica industrial: Técnicas de potencia”, Ed. Marcombo, Barcelona, 1992.
- [4] C. Rombaut, G. Séguier, R. Bausière, “Electrónica de potencia. Los convertidores estáticos de energía: Conversión alterna-alterna”, Ed. Gustavo Gili, Barcelona, 1987.
- [5] S. Martínez García, “Alimentación de equipos informáticos y otras cargas críticas”, Ed. McGraw-Hill, Madrid, 1992.
- [6] J. M. Merino Azcárraga, “Arranque industrial de motores asíncronos”, Ed. McGraw-Hill, Madrid, 1995.
- [7] T. H. Barton, “Rectifiers, cycloconverters and AC controllers”, Oxford Science Publ., Clarendon Press, Oxford, 1994.
- [8] J. Astigarraga Urquiza, “Hornos industriales de resistencias”, Ed. McGraw-Hill, Madrid, 1994.
- [9] H. E. Tacca, “Improving AC regulator input power factor by multiplexed asymmetrical phase-control”, *EPE Journal (European Power Electronics Association)*, vol. 11, no. 2, Bélgica, mayo 2001, (ISSN 0939 - 8368).



**Fig. 16:** Asociación en estrella de tres reguladores monofásicos controlados por fase.

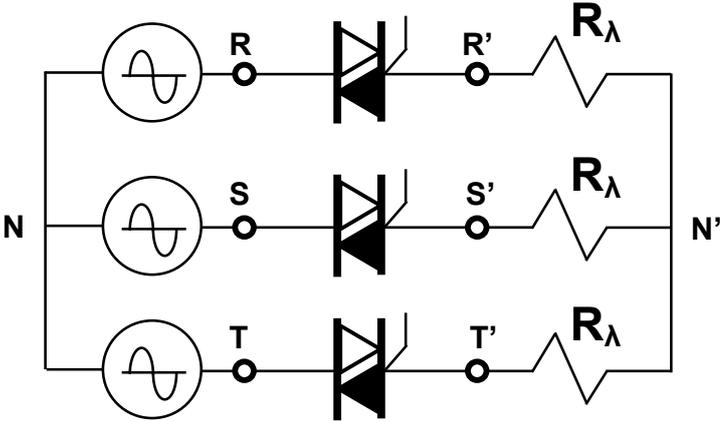


Fig. 17: Regulador trifásico sin neutro controlado por fase.

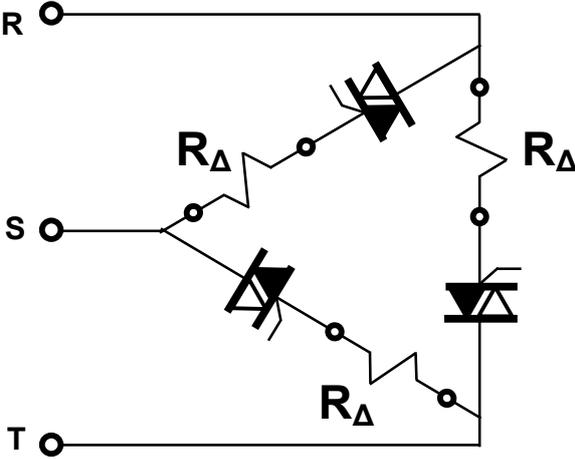


Fig. 18: Asociación en triángulo de tres reguladores monofásicos controlados por fase.

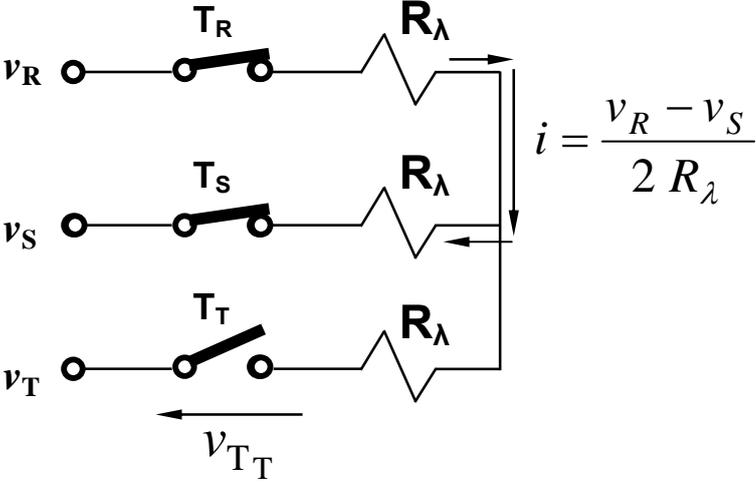
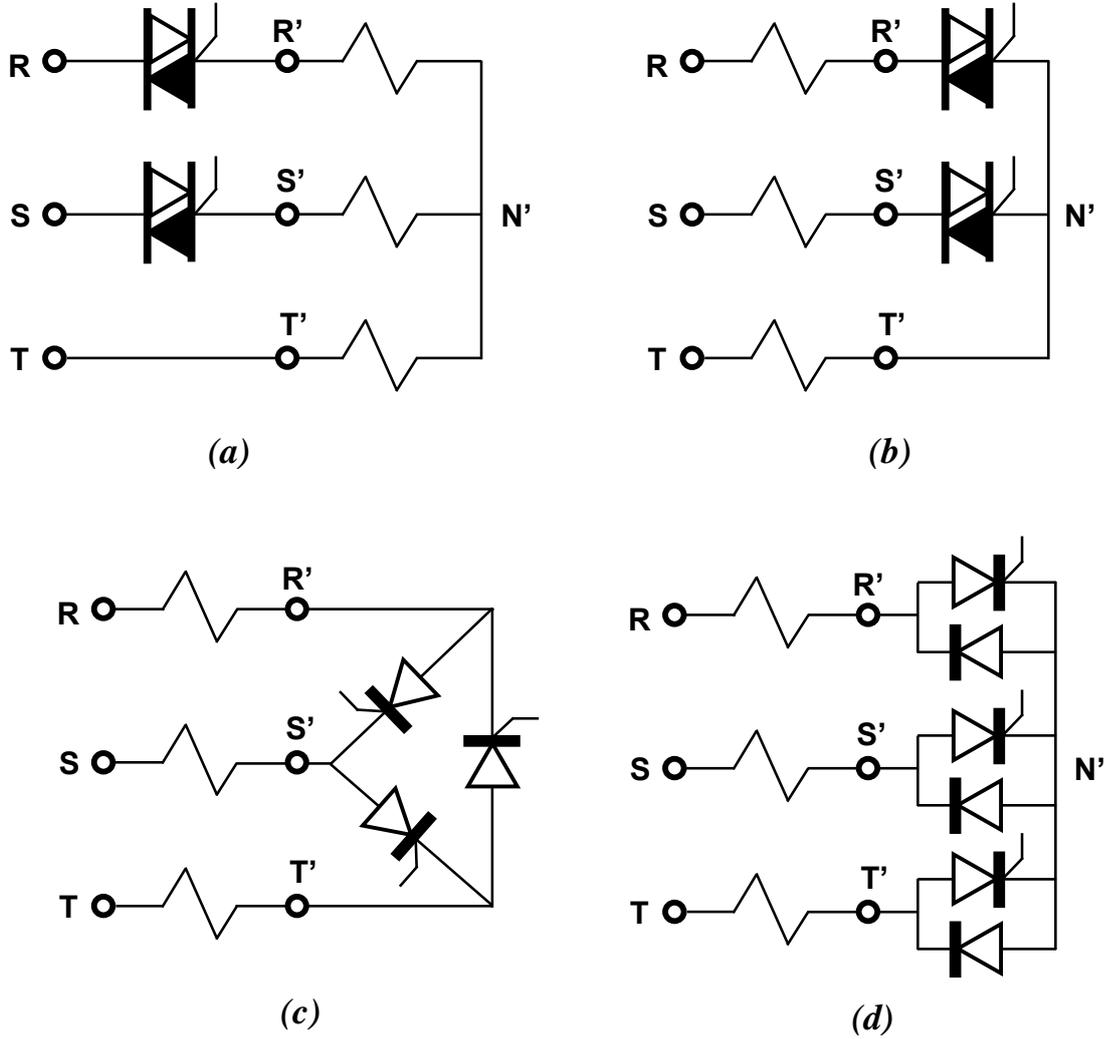


Fig. 19: Circuito equivalente para el cálculo de la tensión máxima posible sobre un triac.



**Fig. 20:** Interruptores trifásicos, (a) interruptor con triacs para cargas en estrella o en triángulo, (b) interruptor con triacs para cargas con fases independientes, (c) interruptor a tiristores, (d) interruptor mixto (versión con cátodos comunes).